Consideration of the Dynamic Characteristics of a Planar Parametric Transformer Based on the Mathieu Equation

M. Yoshida, M. Ohta*, M. Natsusaka*, and Y. Sakamoto*

Hachinohe National College of Technology, 16-1 Uwanotai, Tamonoki, Hachinohe 039-1192, Japan

*Hachinohe Institute of Technology, 88-1 Ohbiraki, Myo, Hachinohe 031-8501, Japan

We earlier proposed a planar parametric transformer using a laminated Si-Fe core. In our study, we noticed the Mathieu equation represented the stable state or unstable state of a parametric oscillation. In this paper, (1) the Mathieu equation is obtained for the no-load condition and the load condition, and (2) the relationship between the stable state or unstable state of a parametric oscillation and the operating point of the transformer is clarified. We analyzed these states of a transformer by using MATLAB.

Key words: parametric transformer, parametric oscillation, magnetic circuit model, Mathieu equation, MATLAB.

平面磁路形パラメトリック変圧器の Mathieu 方程式に基づく動特性に関する考察

吉田 雅昭・太田 勝*・夏坂 光男*・坂本 禎智*

八戸工業高等専門学校, 青森県八戸市大字田面木字上野平 16-1 (〒039-1192)

*八戸工業大学, 青森県八戸市大字妙字大開 88-1 (〒031-8501)

1. はじめに

筆者らによって開発された平面磁路形パラメトリック変圧器^{1,2)}は、構造が簡単であり、過負荷保護機能、雑音ろ波機能、定電圧特性を有する。パラメトリック発振現象を利用した磁気応用機器は、その特徴を生かした分野への実用化が期待されているが、磁心の非線形性によって多くの複雑な問題が発生するため、パラメトリック発振のさらなる安定化のために動作方程式の安定性の考察は、設計法確立のために重要である。

また、筆者らは、これまでに平面磁路形パラメトリック変圧器の共通磁路部分と磁路狭窄部の磁化特性が磁束の 5 次式としたとき、その動作方程式を導出した。この動作方程式に調波平衡法を適用し、磁束の振幅と位相の関係を明確にしてきた^{1,2)}。本論文では、この動作方程式を Mathieu 方程式に置き換え、その解からパラメトリック発振の安定性、不安定性を解析する³⁾。その結果、この方程式には、動作点を決定するための基本的な Mathieu 方程式に磁心の磁気飽和による非線形項が加わった形となっていることを明らかにした。この方程式の解析によって、本変圧器の無負荷時、負荷時の動作点が明らかになり、最適なパラメトリック発振機器の設計につながる指針を見出すことができた。ここでは、これらの検討結果について報告する。なお、この方程式の解析には、数値解析ソフトである MATLAB を用いた。

2. 平面磁路形パラメトリック変圧器の基本特性

Fig. 1 は、試作した平面磁路形パラメトリック変圧器の構成である。巻線数は N_1 , N_2 ともに 500 回、材質は無方向性珪素鋼板であり、板厚 0.35mm の鋼板を 50 枚積層した。本変圧器は、パラメトリック発振をより生じやすくするために、上下に溝を掘った磁路狭窄部を配置し、励磁側磁路や共振側磁路よりも共通磁路をさらに狭くした構造としてある。励磁側巻線で発生し

た磁束は、磁路狭窄部や共通磁路で磁気飽和し、励磁電圧の 1 周期中に、共振側から見た共通磁路の磁気抵抗が 2 度変化することによって、共振側巻線にパラメトリック発振電圧が誘起され、パラメトリック発振が生じる^{1,2)}。このとき、共振側の同調用コンデンサの値によって、出力電圧が定まる。

Fig. 1 Outline of the structure of a planar parametric transformer.

Fig. 2 は、本変圧器の入出力電圧特性である。同調用コンデンサが、20 μ F から 90 μ F の範囲でパラメトリック発振が生じた。90 μ F 以上のコンデンサ容量でも発振が生じるが、共振側巻線を通る電流が許容範囲を超えることから 90 μ F で実験を終えた。

Fig. 2 Exciting voltage vs. resonance voltage in a planar parametric transformer.

パラメトリック発振が確立する時の励磁電圧と発振が停止する時の励磁電圧は異なり、ヒステリシスを持つ。これには、磁気飽和が関係しており、鋼板の積層枚数が多くなるほど、ヒステリシスの幅が大きくなる傾向にある。

Fig. 3 は、同調用コンデンサが $40\mu\text{F}$ のときの負荷特性である。励磁電圧 E_1 は、パラメトリック発振確立直後の 25V 、飽和領域の始まり付近の 30V 、 40V そして 50V で比較した。負荷抵抗を減少させると、共振電圧 40V 付近をピークに負荷電流が減少している。このことから、本変圧器は過負荷保護機能を具備していることがわかる。

Fig. 3 Load current vs. resonance voltage in a planar parametric transformer ($C = 40\mu\text{F}$)

3. 磁気回路と Mathieu 方程式

3.1 無負荷状態における動作方程式の導出

Fig. 4 は、本変圧器の磁気回路モデルである。励磁側および共振側の磁気抵抗は共に R_a 、共通磁路の磁気抵抗は R_b 、中央溝による磁路狭窄部分の磁気抵抗は R_c 。励磁側および共振側の磁束は ϕ_1 、 ϕ_2 とした場合の磁気回路モデルである。ただし、漏れ磁束は考慮していない。

Fig. 4 Magnetic circuit model of a planar parametric transformer.

いま、磁気抵抗 R_b 、 R_c の飽和特性を磁束の 5 次式で次のように表す。

$$F_b = f_b(\phi) = b_1\phi + b_3\phi^3 + b_5\phi^5 \quad (1)$$

$$F_c = f_c(\phi) = a_1\phi + a_3\phi^3 + a_5\phi^5 \quad (2)$$

磁気抵抗 R_a が R_b 、 R_c と比べて十分に小さく無視すると、起磁力 F_1 、 F_2 は次のように表すことができる¹⁾。

$$F_1 = N_1 i_1 = f_c(\phi_1) + f_b(\phi_1 + \phi_2) \quad (3)$$

$$F_2 = N_2 i_2 = f_c(\phi_2) + f_b(\phi_1 + \phi_2) \quad (4)$$

Fig. 5 は、負荷抵抗を考慮した本変圧器の電気回路であり、共振側巻線抵抗は r_2 、負荷抵抗は R である。

Fig. 5 Circuit model of a planar parametric transformer taking account of the load resistance.

この回路から次式が得られる。

$$N_2 \frac{d^2 \phi_2}{dt^2} + \frac{N_2}{CR} \frac{d\phi_2}{dt} + r_2 \frac{di_2}{dt} + \left(\frac{r_2}{CR} + \frac{1}{C} \right) i_2 = 0 \quad (5)$$

ここで、共振側巻線抵抗 r_2 は無視し³⁾、負荷抵抗 R は無限大、励磁側磁束 ϕ_1 は振幅 ϕ_{1m} と角周波数 ω を用いて、 $\phi_1 = \phi_{1m} \sin z$ 、 $z = \omega t$ と定義すると、(5)式は(6)式に整理される。ただし、 ϕ_{1m} は励磁電圧 E_1 、励磁側巻線数 N_1 を用いて、 $\phi_{1m} = \frac{\sqrt{2}E_1}{\omega N_1}$ と表される。

$$\frac{d^2 \phi_2}{dz^2} + (a - 2q \cos 2z + k \cos 4z) \phi_2 + A_1 + A_2 + A_3 + A_4 + A_5 + A_6 + A_7 + A_8 + A_9 = 0 \quad (6)$$

各項の内容は、次のようになる。基本的な Mathieu 方程式の ϕ_2 の項に関わる係数 a 、 $2q$ 、 k は、

$$a = \frac{1}{\omega^2 N_2^2 C} \left(a_1 + b_1 + \frac{3}{2} b_3 \phi_{1m}^2 + \frac{15}{8} b_5 \phi_{1m}^4 \right) \quad (7)$$

$$2q = \frac{1}{\omega^2 N_2^2 C} \left(\frac{3}{2} b_3 \phi_{1m}^2 + \frac{5}{2} b_5 \phi_{1m}^4 \right) \quad (8)$$

$$k = \frac{5}{8\omega^2 N_2^2 C} b_5 \phi_{1m}^4 \quad (9)$$

となる。 A_1 、 A_2 、 A_3 、 A_4 、 A_5 、 A_6 、 A_7 、 A_8 、 A_9 は非線形項であり、次のように表される。

$$A_1 = \frac{3}{\omega^2 N_2^2 C} b_3 \phi_1^2 \quad (10)$$

$$A_2 = \frac{10}{\omega^2 N_2^2 C} b_3 \phi_1^3 \phi_2^2 \quad (11)$$

$$A_3 = \frac{10}{\omega^2 N_2^2 C} b_3 \phi_1^2 \phi_2^3 \quad (12)$$

$$A_4 = \frac{5}{\omega^2 N_2^2 C} b_3 \phi_1^4 \phi_2^2 \quad (13)$$

$$A_5 = \frac{1}{\omega^2 N_2^2 C} (a_3 + b_3) \phi_2^3 \quad (14)$$

$$A_6 = \frac{1}{\omega^2 N_2^2 C} (a_5 + b_5) \phi_2^5 \quad (15)$$

$$A_7 = \frac{1}{\omega^2 N_2^2 C} b_1 \phi_1 \quad (16)$$

$$A_8 = \frac{1}{\omega^2 N_2^2 C} b_3 \phi_1^3 \quad (17)$$

$$A_9 = \frac{1}{\omega^2 N_2^2 C} b_5 \phi_1^5 \quad (18)$$

以上のように、本変圧器の動作方程式は、基本的な Mathieu 方程式に A_1 から A_9 までの非線形項が含まれる。

ϕ_2 の初期値は極小のため、 ϕ_2 の 3 乗、5 乗に基づく非線形項 A_5 、 A_6 については解析において無視できる⁴⁾。また、無負荷時において、 ϕ_1 の 1 乗、3 乗、5 乗に基づく非線形項 A_7 、 A_8 、 A_9 は、次のように考える。2 章の Fig. 2 の入出力電圧特性で、励磁電圧および共振電圧が 0 から 80V まで変化したとしても、 ϕ_1 および ϕ_2 は、 $\phi = \frac{E}{4.44 f N}$ で 10^{-4} Wb 以下となる。よって、各非線形項は極小となり、無視できる^{5),6)}ものとした。その他の項については、Mathieu 方程式の安定・不安定領域に変化を与えるものと思われ、今後検討を要する。

3.2 負荷状態における動作方程式の導出

ここで、(1)、(2)、(4)式を(5)式に代入し、整理する。

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \phi_2}{dz^2} + (a' - 2q' \cos 2z + k' \cos 4z) \phi_2 \\ + \frac{1}{\omega C R} \frac{d \phi_2}{dz} + A_1' + A_2' + A_3' + A_4' + A_5' + A_6' + A_7' + A_8' + A_9' = 0 \end{aligned} \quad (19)$$

各項の内容は次のようになり、 $d\phi_2/dz$ の項（以下減衰項と称する）が付加された式となり、 ϕ_2 の項に関わる係数 a' 、 $2q'$ 、 k' は、

$$\begin{aligned} a' = \frac{1}{\omega^2 N_2^2 C} \left(\frac{r_2}{R} + 1 \right) (a_1 + b_1) \\ + \frac{b_3}{2} \phi_{1m}^2 \left[\left(\frac{6r_2}{\omega N_2^2} \right)^2 + \left\{ \frac{3}{\omega^2 N_2^2 C} \left(\frac{r_2}{R} + 1 \right) \right\}^2 \right] \\ + \frac{3}{8} b_5 \phi_{1m}^4 \left[\left(\frac{20r_2}{\omega N_2^2} \right)^2 + \left\{ \frac{5}{\omega^2 N_2^2 C} \left(\frac{r_2}{R} + 1 \right) \right\}^2 \right] \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} 2q' = \frac{\phi_{1m}^2}{2} \left[b_3 \left[\left(\frac{6r_2}{\omega N_2^2} \right)^2 + \left\{ \frac{3}{\omega^2 N_2^2 C} \left(\frac{r_2}{R} + 1 \right) \right\}^2 \right] \right. \\ \left. + b_5 \phi_{1m}^2 \left[\left(\frac{20r_2}{\omega N_2^2} \right)^2 + \left\{ \frac{5}{\omega^2 N_2^2 C} \left(\frac{r_2}{R} + 1 \right) \right\}^2 \right] \right] \end{aligned} \quad (21)$$

$$k' = \frac{b_5 \phi_{1m}^4}{8} \left[\left(\frac{20r_2}{\omega N_2^2} \right)^2 + \left\{ \frac{5}{\omega^2 N_2^2 C} \left(\frac{r_2}{R} + 1 \right) \right\}^2 \right] \quad (22)$$

となる。 A_1' 、 A_2' 、 A_3' 、 A_4' 、 A_5' 、 A_6' 、 A_7' 、 A_8' 、 A_9' は、次のように表される。

$$A_1' = \frac{1}{\omega^2 N_2^2 C} \left(\frac{r_2}{R} + 1 \right) 3b_3 \phi_1 \phi_2^2 \quad (23)$$

$$A_2' = \left[\left(\frac{30r_2}{\omega N_2^2} \right)^2 + \left\{ \frac{10}{\omega^2 N_2^2 C} \left(\frac{r_2}{R} + 1 \right) \right\}^2 \right] b_3 \phi_1^3 \phi_2^2 \quad (24)$$

$$A_3' = \left[\left(\frac{20r_2}{\omega N_2^2} \right)^2 + \left\{ \frac{10}{\omega^2 N_2^2 C} \left(\frac{r_2}{R} + 1 \right) \right\}^2 \right] b_3 \phi_1^2 \phi_2^3 \quad (25)$$

$$A_4' = \left[\left(\frac{5r_2}{\omega N_2^2} \right)^2 + \left\{ \frac{5}{\omega^2 N_2^2 C} \left(\frac{r_2}{R} + 1 \right) \right\}^2 \right] b_3 \phi_1 \phi_2^4 \quad (26)$$

$$A_5' = \frac{1}{\omega^2 N_2^2 C} \left(\frac{r_2}{R} + 1 \right) (a_3 + b_3) \phi_2^3 \quad (27)$$

$$A_6' = \frac{1}{\omega^2 N_2^2 C} \left(\frac{r_2}{R} + 1 \right) (a_5 + b_5) \phi_2^5 \quad (28)$$

$$A_7' = \left[\left(\frac{r_2}{\omega N_2^2} \right)^2 + \left\{ \frac{1}{\omega N_2^2 C} \left(\frac{r_2}{R} + 1 \right) \right\}^2 \right] b_1 \phi_1 \quad (29)$$

$$A_8' = \left[\left(\frac{3r_2}{\omega N_2^2} \right)^2 + \left\{ \frac{1}{\omega^2 N_2^2 C} \left(\frac{r_2}{R} + 1 \right) \right\}^2 \right] b_3 \phi_1^3 \quad (30)$$

$$A_9' = \left[\left(\frac{5r_2}{\omega N_2^2} \right)^2 + \left\{ \frac{1}{\omega^2 N_2^2 C} \left(\frac{r_2}{R} + 1 \right) \right\}^2 \right] b_3 \phi_1^5 \quad (31)$$

なお、非線形項 A_5' 、 A_6' 、 A_7' 、 A_8' 、 A_9' に関しては、3.1 節と同様な理由により無視できる。その他の項については、今後検討を要する。

3.3 $\cos 4z$ に関する検討

非線形項を考慮した場合の Mathieu 方程式は、無負荷時を(6)式、負荷時を(19)式のように表し、(9)式、(22)式から、 k および k' を算出すると次のような結果が得られる⁷⁾。

$$k = 3.915 \times 10^{-4} \quad (32)$$

$$k' = 3.955 \times 10^{-4} \quad (33)$$

ただし、

$$\omega = 2\pi f \text{ rad/s} \quad f = 50 \text{ Hz} \quad C_2 = 100 \mu\text{F}$$

$$N_2 = 500 \text{ turns} \quad \phi_{1m} = 10 / (4.44 \times f \times N_2) \text{ Wb}$$

$$b_5 : (a_5 + b_5) / 2 = (4.6934 \times 10^{-9}) / 2 \text{ A/Wb}^5$$

よって、 k および k' は非常に小さい値となるので、(6)式、(19)式の $\cos 4z$ の項は、無視して解析を行う。なお、 b_5 は、磁心の磁化特性から求めた近似係数であり、その詳細については、4.1 節で述べる。

4. 動作点に関する検討

2 章で述べた入出力電圧特性と負荷特性から、本変圧器の動作領域は、励磁電圧、同調用コンデンサを設定することによって決定できる。パラメトリック発振の安定・不安定性は、磁気回路と電気回路から求めた本変圧器固有の Mathieu 方程式の a 、 q の相関関係で表すことができる。よって、動作点とパラメトリック発振の安定・不安定性について検討することは、本変圧器の特徴を積極的に利用し、本変圧器の動作安定と最適設計にもつながるため非常に重要である。ここでは、本変圧器の動作点の励磁電圧依存性について、無負荷時、負荷時についてそれぞれ解析し、検討を

行うこととする。

4.1 動作点の励磁電圧依存性について（無負荷時）

Fig. 7 は, Fig. 1 の寸法形状で, 励磁電圧を 10V から 50V まで変化させたときの動作点の軌跡である。ここで, 同調コンデンサは $40\mu\text{F}$ とした。 a , q の値は, (7)式, (8)式を用いて計算した。動作点は, 同図に示すように直線上を動くことが明らかになった。同図に(6)式から求めた解の安定・不安定図も重ねた。ここで, 解の安定・不安定図は, パラメトリック発振の安定・不安定性を示す。(6)式の非線形項は簡単のため省略した。安定性の判定は, 時間変数 z を 0 から 100 まで変化させ, ϕ_2 の安定限界値に対して, 1%を収束として行っている。黒点で表した領域が安定(収束), 空白で表した領域が不安定(発散)である。パラメトリック発振が生じる領域は空白の領域である。ここで, 安定・不安定図と動作点の関係に注目する。励磁電圧が 40V の場合, 動作点は黒点と空白領域の境界にある。これは, パラメトリック発振が安定と不安定の間にあり, 発振が停止しつつあることを示している。励磁電圧が 50V の場合, 動作点は空白領域にある。これは, パラメトリック発振が不安定になり, 発振が生じることを示している。

Fig. 7 Exciting voltage dependence of the operating point (in the no-load condition) .

解析において, 式中の a_1 , b_1 , b_3 , b_5 は, 磁心の磁化特性から求めた $a_1+b_1 = 1.3453 \times 10^5 \text{ A/Wb}$, $a_3+b_3 = -3.2809 \times 10^{12} \text{ A/Wb}^3$, $a_5+b_5 = 4.6934 \times 10^{19} \text{ A/Wb}^5$ より $a_1 = b_1$, $a_3 = b_3$, $a_5 = b_5$, として, 平均値を代入したものである。これは, 磁路狭窄部の磁気抵抗 R_c , 共通磁路の磁気抵抗 R_b が非線形で, 同一の磁化特性であると仮定した結果である。しかし, 実際には, 各近似係数の和が一定であっても, 例えば, a_1 と b_1 の場合には, どちらかに偏りがあることが考えられる。このことについて(7)式, (8)式を用いてさらに考えてみる。これらの式には, a_1 , b_1 , b_3 , b_5 が付加されており, 磁路狭窄部 R_c よりも共通磁路 R_b の磁気抵抗による影響が大きいと考えられ, さらに, R_b が線形である場合は, $b_3 = 0$, $b_5 = 0$ となり, (8)式は 0 となるので, パラメトリック発振は絶対に生じない。共通磁路 R_b はパラメトリック発振を生じさせるために重要かつ必要であるため, Fig. 8 のような磁路狭窄部がない場合(R_c がない場合)の形状についてもさらに検討することにした。Fig. 8 のような形状では, 上記の近似係数 a_3 , a_5 の項は 0 となり, b_3 , b_5 の項に近似

係数の全ての値が代入されることになるので, 共通磁路の磁気抵抗 R_b の影響が最大となる。

Fig. 8 Outline of the structure of the transformer without R_c (in the no-load condition).

Fig. 9 は, この場合の動作点の解析結果である。ここでも, 同調コンデンサは $40\mu\text{F}$ とした。これを見ると, 動作点の軌跡は直線となり, Fig. 7 とほぼ同一の軌道にあることが分かった。磁路狭窄部の溝がなくなると動作点は直線の上方に推移し, 発振が生じない領域に移動する場合もあることが明確になった。具体的に見ると, Fig. 7 は励磁電圧 50V, Fig. 9 は励磁電圧 40V においてパラメトリック発振が生じる不安定領域 (空白領域) にあり, さらに, Fig. 9 は励磁電圧 50V で, パラメトリック発振が生じない安定領域 (黒点領域) にある。したがって, 励磁電圧, 同調コンデンサの値, 変圧器の寸法形状が変化し, 安定・不安定領域も変化することから, これらは変圧器の設計指針の一つとなることが理解できる。

なお, 現段階では, Fig. 8 における形状での実験は行っておらず, 今後, 試作し, 検討していく予定である。

Fig. 9 Exciting voltage dependence of the operating point in the transformer without R_c (in the no-load condition) .

4.2 動作点の励磁電圧依存性について（負荷時）

Fig. 10 は, 負荷時における動作点の励磁電圧依存性である。ここでも, 同調コンデンサは $40\mu\text{F}$ とし, (19)式の非線形項は簡単のため省略した。ここで, 同図 $a=1$ の○印に注目する。Fig. 10 と無負荷時の Fig. 7 および Fig. 9 の違いは, パラメトリック発振の安定領域 (黒点領域) が q 軸方向に移動していることにある。これは, (19)式の減衰項によって生じている。また, Fig. 10 では, (20)式, (21)式

を用いて、 a 、 q の値が求められる。Fig. 1とFig. 8の動作点は、それぞれ▲、●であり、励磁電圧が低い場合は、動作点が原点付近に集中する。負荷時は、無負荷時とほぼ同様の直線関係となる。この安定領域が、変圧器の動作線に接近すると、動作線直下の空白領域は狭くなる。これは、負荷時で、パラメトリック発振の生じる領域が、減衰項の影響によって、制限されることを意味する。よって、パラメトリック発振の安定・不安定領域のみが変化することが明確になった。なお、今後は、3.2節で求めた非線形項 A_1 から A_4 までの影響を考慮したパラメトリック発振の安定・不安定領域について検討する必要がある。これにより、詳細な設計指針が確立され、本変圧器のさらなる安定化が実現すると考えられる。

Fig. 10 Exciting voltage dependence of the operating point (in the load condition).

4.3 安定・不安定領域と負荷特性の対応

Fig. 11は、励磁電圧50V、同調用コンデンサ40 μ Fにおける負荷特性から、負荷抵抗 R を算出した結果である。

Fig. 11. Load characteristic and estimated value of load resistance.

Fig. 12は、同調用コンデンサ40 μ Fの条件で、(19)式を用い、Fig. 11で見積もった R を代入し、解析した結果である。また、同図は、Fig. 10の a 、 q の領域を拡大したもので、Fig. 1の形状で励磁電圧50Vの動作点を▲、Fig. 8の形状で励磁電圧40Vの動作点を●で表した。ここで、Fig. 12(a)は、Fig. 11(A)の負荷電流増加の領域に対応し、▲と●は共に、空白領域にあるので、パラメトリック発振が生じる。Fig. 12(b)は、負荷抵抗を102 Ω で解析した結果である。▲は黒点領域に接し、●は黒点領域に覆われるので、▲

は発振が停止しつつあり、●は発振停止となる。さらに、Fig. 12(c)と(d)は、▲と●は共に黒点領域に覆われるので、発振停止となる。よって、励磁電圧や同調用コンデンサの電氣的諸条件、磁路狭窄部の寸法形状、磁心の材料で決定された動作点は直線関係になり、負荷時のMathieu方程式から求めたパラメトリック発振の安定・不安定領域は、負荷抵抗の変化によって、 q 軸方向に移動することが理解できる。したがって、実験結果と解析結果の良好な一致は、本研究の妥当性を示し、動作点と発振の安定・不安定図との関係は、本変圧器の動作安定と最適設計につながることも示す。

Fig. 12. Correspondence of stable and unstable regions and load resistance.

5. まとめ

平面磁路形パラメトリック変圧器の無負荷時、負荷時におけるMathieu方程式を導出し、その動作点とパラメトリック発振の安定性について考察した結果、次のことが明確になった。

(1) 本変圧器のMathieu方程式は、通常のMathieu方程式にはならず、 $k\cos 4z\phi_2$ の項が含まれる。無負荷時の k および負荷時の k' は、 10^{-4} オーダーとなり、パラメトリック発振の安定・不安定領域への影響がない。

(2) 本変圧器の動作点は、励磁電圧、同調用コンデンサの電氣的諸条件、磁路狭窄部の寸法形状、磁心の材料で決定される近似係数によって定まり、無負荷時、負荷時での変化がなく直線関係になる。

(3) 負荷時のMathieu方程式には、減衰項が付加され、この減衰項によって、パラメトリック発振の安定・不安定性が変化する。

本論文の結果は、今後の変圧器の設計に役立つ有用な成果と考えられる。

Reference

- 1) M. Ohta, Y. Sakamoto, M. Natsusaka, and K. Murakami: *J. Magn. Soc. Japan*, **22**, 4, pp. 717-720 (1998)
- 2) M. Ohta, Y. Sakamoto, and K. Murakami: *J. Magn. Soc. Japan*, **23**, 4, pp. 1501-1504 (1999)
- 3) Y. Sakamoto, M. Natsusaka, and M. Ohta: *T. IEE Japan*, MAG-01-67 (2001)
- 4) E. S. Tez and I. R. SMITH: *IEEE Trans. Magn.*, **E-27**, 2, pp. 56-65 (1984)
- 5) M. Ara, M. Ohta, M. Natsusaka, and Y. Sakamoto: *T. IEE Japan*, MAG-07-17(2007)
- 6) M. Ara, M. Ohta, M. Natsusaka and Y. Sakamoto: *J. Magn. Soc. Japan*, **32**, 3, pp. 396-404 (2008)
- 7) M. Yoshida, M. Ohta, M. Natsusaka and Y. Sakamoto: *T. IEE Japan*, MAG-09-35 (2009)

2009 年 10 月 20 日受理, 2010 年 1 月 21 日再受理, 2010 年 3 月 17 日採録